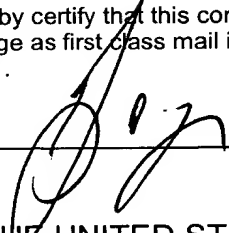




10/09/01
#5

Docket No.: L&L-I0188

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service with sufficient postage as first class mail in an envelope addressed to: Assistant Commissioner for Patents, Washington, D.C. 20231.

By:  Date: October 2, 2001

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant : Markus Doetsch et al.
Appl. No. : 09/933,050
Filed : August 20, 2001
Title : Method and Device for Equalizing and Decoding a Data Signal

CLAIM FOR PRIORITY

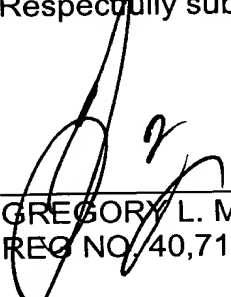
Hon. Commissioner of Patents and Trademarks,
Washington, D.C. 20231

Sir:

Claim is hereby made for a right of priority under Title 35, U.S. Code, Section 119, based upon the German Patent Application 199 06 865.8 filed February 18, 1999.

A certified copy of the above-mentioned foreign patent application is being submitted herewith.

Respectfully submitted,



GREGORY L. MAYBACK
REG NO. 40,719

Date: October 2, 2001

Lerner and Greenberg, P.A.
Post Office Box 2480
Hollywood, FL 33022-2480
Tel: (954) 925-1100
Fax: (954) 925-1101

/mjb

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



**CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT**

Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

Aktenzeichen: 199 06 865.8

Anmeldetag: 18. Februar 1999

Anmelder/Inhaber: Infineon Technologies AG, München/DE

Erstanmelder: Siemens Aktiengesellschaft,
München/DE

Bezeichnung: Verfahren und Einrichtung zur Entzerrung und
Decodierung eines Datensignals

IPC: H 03 M, H 04 B

**Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ur-
sprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.**

München, den 14. September 2001
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag

Verfahren und Einrichtung zur Entzerrung und Decodierung eines Datensignals

- 5 Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Einrichtung zur Entzerrung und Decodierung eines über einen Funkkanal übertragenen, fehlerschutzcodierten Datensignals nach den Oberbegriffen der Ansprüche 1 und 7.
- 10 Bei der Übertragung von Daten über einen Funkkanal, insbesondere Mobilfunkkanal treten besondere Schwierigkeiten auf, die damit zusammenhängen, daß sich die Übertragungseigenschaften des Funkkanals zeitlich ständig ändern und daß ein empfangenes Funksignal Störungen durch Funksignale anderer Mobilfunk-
- 15 Teilnehmer erleidet.

Zur Berücksichtigung der ständigen Änderungen der Übertragungseigenschaften des Funkkanals werden empfängerseitig adaptive Entzerrer eingesetzt. Adaptive Entzerrer zeichnen

20 sich dadurch aus, daß sie mit einem sogenannten Kanalschätzer ausgerüstet sind. Der Kanalschätzer ermittelt fortwährend die aktuellen Übertragungseigenschaften (Impulsantworten) des Funkkanals und teilt diese dem Entzerrer mit. Der Entzerrer ist dadurch in die Lage versetzt, eine "adaptive" (d.h. an

25 den momentanen Zustand des Funkkanals angepaßte) Entzerrung des erhaltenen Empfangssignals durchzuführen.

Codierung/Decodierung des gesendeten/empfangenen Datensignals wird zum Zwecke eines effektiven Fehlerschutzes der übertragenen Daten eingesetzt. Bei der senderseitigen Codierung

30 wird dem Ausgangssignalsignal Redundanz hinzugefügt, die es dem Empfänger ermöglicht, bei der Datendetektion auftretende Detektionsfehler zu erkennen und zu korrigieren. Störeinflüsse können dadurch in ihrer Wirkung reduziert werden.

35

In dem Artikel „Combined Turbo Equalization and Turbo Decoding“ von D. Raphaeli und Y. Zarai, IEEE Communications Let-

ters, Bd. 2, Nr. 4, 1998, Seiten 107 bis 109 ist eine iterative Empfängerstruktur beschrieben, die zur adaptiven Kanalschätzung einen MAP-(Maximum a-posteriori)-Symbolschätzer und zur Decodierung einen nachgeschalteten Turbo-Decodierer umfaßt. Das von dem MAP-Symbolschätzer ausgegebene digitale Signal liegt im sogenannten LLR-(log-likelihood ratio)-Format vor. Es wird am Eingang des Turbo-Decodierers durch Berechnung der Varianz des Kanalrauschens in ein von dem Decodierer benötigtes „weiches“ (d.h. wertekontinuierliches) Eingangssignal umgerechnet.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren sowie eine Einrichtung zur Entzerrung und Decodierung eines fehlerschutzcodierten Datensignals anzugeben, welche eine vorgegebene Bit-Fehlerrate am Ausgang des Decodierers mit einem geringen Gesamtrechnaufwand bezogen auf die Schritte Entzerrung und Decodierung erreicht.

Zur Lösung der Aufgabe sind die Merkmale der Ansprüche 1 und 7 vorgesehen.

Durch die Miteinbeziehung der von dem zweiten Kanalschätzer ermittelten zweiten Kanalparameter bei der Decodierung des entzerrten Datensignals wird die Decodierleistung (d.h. der Fehlerschutzgrad des Ausgabesignals) erhöht. Die von dem zweiten Kanalschätzer durchgeführte Ermittlung der zweiten Kanalparameter kann als eine „Nachschätzung“ des Funkkanals zum Zwecke der Decodierung aufgefaßt werden. Dadurch wird - in Analogie zu der bereits bekannten adaptiven Entzerrung - erfindungsgemäß eine "adaptive Decodierung" herbeigeführt.

Aufgrund des durch die „adaptive Decodierung“ erreichten verbesserten Fehlerschutzes bei der Decodierung kann der Rechenaufwand bei der Entzerrung reduziert werden, um ein vorgegebenes, maximal zulässiges Bit-Fehlerverhältnis des Ausgabesignals zu erreichen. Dies ermöglicht den Einsatz aufwandsgün-

stiger, suboptimaler Entzerrer, was im folgenden noch näher erläutert wird.

5 Vorzugsweise umfassen die zweiten Kanalparameter die Varianz des Funkkanalrauschens und den Dämpfungsfaktor des Funkkanals.

10 Ein besonders leistungsstarker Algorithmus zur Ermittlung der zweiten Kanalparameter basiert auf dem Verfahren der Momente (Method-of-moments). Es hat sich gezeigt, daß dieser Algorithmus bei der Ermittlung der zweiten Kanalparameter die mit einem MAP-Schätzer erreichten Resultate übertrifft.

15 Besondere Vorteile zeigt das erfindungsgemäße Verfahren sowie die erfindungsgemäße Einrichtung bei der Verwendung eines Turbocodes.

20 Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen angegeben.

Die Erfindung wird nachfolgend anhand eines Ausführungsbeispiels unter Bezugnahme auf die Zeichnung erläutert; in dieser zeigt:

25 Fig. 1 eine schematische Darstellung der Luftschnittstelle eines Mobilfunksystems mit Sender und Empfänger;

30 Fig. 2 ein Blockschaltbild eines rekursiven Faltungscodierers, wie er in dem Sender gemäß Fig. 1 zur Codierung eines ursprünglichen Eingangssignals verwendet werden kann;

35 Fig. 3 ein Blockschaltbild des in Fig. 1 dargestellten Demodulators;

Fig. 4 ein Blockschaltbild der in Fig. 1 dargestellten Decodiereinrichtung; und

Fig. 5 ein Blockschaltbild des in Fig. 4 dargestellten Turbo-Decodierers.

- 5 Fig. 1 zeigt einen Sender S und einen Empfänger E eines Mobilfunksystems. Der Sender S bzw. der Empfänger E können sowohl einer Basisstation als auch einer Mobilstation zugeordnet sein.
- 10 Der Sender S weist einen Codierer COD, einen Modulator MOD sowie eine Sendeantenne SA auf.

Der Codierer COD nimmt ein digitales Eingangssignal U in Form einer Folge von Datensymbolen (Bits) u_1, u_2, \dots entgegen.

- 15 Das Eingangssignal U trägt beispielsweise eine zu übertragende Sprachnachricht. Es kann über eine Mikrophon-Verstärker-Analog/Digital-Umsetzer Schaltungskette (nicht dargestellt) erzeugt werden.

- 20 Der Codierer COD fügt dem digitalen Eingangssignal U zur Fehlerschutzcodierung Redundanz hinzu. Am Ausgang des Codierers COD liegt ein fehlerschutzcodiertes Datensignal D der Symbolfolge (Bits) d_1, d_2, \dots vor.

- 25 Das fehlerschutzcodierte Datensignal D kann anschließend in nicht dargestellter Weise verschachtelt und in Blöcke vorgegebener Länge (Anzahl von Symbolen) unterteilt werden.

- Ein Modulator MOD moduliert das fehlerschutzcodierte Datensignal D auf ein Trägersignal auf. Das mit dem fehlerschutzcodierten Datensignal modulierte Trägersignal wird in nicht dargestellter Weise von einem Sendefilter spektral geformt und von einem Sendeverstärker verstärkt, bevor es als Funksignal FS über die Sendeantenne SA abgestrahlt wird.
- 30

35

Der Empfänger weist eine Empfangsantenne EA, einen Demodulator DMOD und eine Decodiereinrichtung DECOD auf.

Die Empfangsantenne EA empfängt das durch Umgebungseinflüsse und Interferenz mit Funksignalen anderer Teilnehmer gestörte Funksignal FS und führt es dem Demodulator DMOD zu. Der Demodulator DMOD entzerrt das empfangene Funksignal FS unter Berücksichtigung der im Funkkanal erlittenen Signalstörungen. Das am Ausgang des Demodulators DMOD bereitgestellte entzerrte Datensignal \hat{D} liegt in Form einer Symbolfolge vor, deren Elemente $\hat{d}_1, \hat{d}_2, \dots$ wertekontinuierliche Schätzwerte der Symbole d_1, d_2, \dots des fehlerschutzcodierten Datensignals D sind.

Das entzerrte Datensignal \hat{D} wird der Decodiereinrichtung DECOD zugeführt, an deren Ausgang ein decodiertes Ausgabesignal \hat{U} der Elemente $\hat{u}_1, \hat{u}_2, \dots$ bereitgestellt wird. Die Elemente $\hat{u}_1, \hat{u}_2, \dots$ des decodierten Ausgabesignals \hat{U} sind Hypothesen der Symbole u_1, u_2, \dots des sendeseitigen Eingangssignals U in Form von diskreten Werten aus dem Symbolvorrat (beispielsweise 0,1) des Eingangssignals.

Die ausgangsseitige Bit-Fehlerrate wird durch die relative Häufigkeit von Fehlschätzungen $u_n \neq \hat{u}_n, n = 1, 2, \dots$ definiert. Sie darf bei Mobilfunkanwendungen in der Regel einen maximal zulässigen Wert nicht überschreiten.

Fig. 2 zeigt ein Blockschaltbild eines rekursiven systematischen Faltungscodierers RSC, wie er beispielsweise als Codierer COD im Sender S verwendet werden kann. Der Faltungscodierer RSC weist eingangsseitig einen ersten Addierer ADD1 und ein dem Addierer ADD1 nachgeschaltetes Schieberegister mit vier Zellen T auf. Der Faltungscodierer RSC weist einen ersten Ausgang auf, an dem er eine Datenfolge X ausgibt, deren Elemente x_1, x_2, \dots identisch mit den Elementen u_1, u_2, \dots der Eingabesignalfolge U sind. Codierer mit dieser Eigenschaft werden als systematische Codierer bezeichnet. An einem zweiten Ausgang stellt der Faltungscodierer RSC eine Redundanz-Datenfolge Y der Elemente y_1, y_2, \dots bereit, die

von einem zweiten Addierer ADD2 gebildet wird. Es wird deutlich, daß ein zu einem bestimmten Zeitpunkt am zweiten Ausgang vorliegendes Redundanzbit y_n ($n = 1, 2, \dots$) von dem aktuellen Eingangsbit u_n der Eingabesignalfolge U abhängt.

5

Der in Fig. 2 dargestellte Faltungscodierer RSC erzeugt pro Eingabebit u_n genau zwei Ausgabebits x_n und y_n , d.h. er weist eine Coderate $R_c = (\text{Anzahl von Eingabebits} / \text{Anzahl von Ausgangsbits}) = 0,5$ auf.

10

Bei Verwendung des in Fig. 2 gezeigten rekursiven systematischen Faltungscodierer RSC setzt sich das fehlerschutzcodierte Datensignal D (siehe Fig. 1) alternierend aus den Elementen der systematischen Datenfolge X und der Redundanz-Datenfolge Y zusammen, d.h. $D = (x_1, y_1, x_2, y_2, \dots)$.

15

Als Codierer COD kann auch ein sogenannter Turbo-Codierer (nicht dargestellt) verwendet werden. Ein Turbo-Codierer besteht im wesentlichen aus zwei parallel geschalteten rekursiven systematischen Faltungscodierern RSC gemäß Fig. 2. Demzufolge stehen an seinem Ausgang die systematische Datenfolge X mit den Elementen x_1, x_2, \dots sowie zwei Redundanz-Teilfolgen Y_1 und Y_2 der Elemente y_{1n} und y_{2n} , $n = 1, 2, \dots$ zur Verfügung. Um auch bei einem Turbo-Codierer eine Coderate $R_c = 0,5$ zu erreichen, werden die beiden Redundanz-Teilfolgen Y_1 und Y_2 alternierend punktiert und multiplexiert. Die sich ergebende Redundanz-Datenfolge $Y = (y_{11}, y_{22}, y_{13}, y_{24}, \dots)$ wird dann in der bereits beschriebenen Weise alternierend mit der systematischen Datenfolge X multiplexiert. Das sich bei Turbocodierung ergebende fehlerschutzcodierte Datensignal D kann demzufolge die Form $D = (x_1, y_{11}, x_2, y_{22}, x_3, y_{13}, x_4, y_{24}, \dots)$ aufweisen.

25

30

35

Fig. 3 zeigt ein Blockschaltbild des empfängerseitigen Demodulators DMOD. Die Hochfrequenzstufe HF nimmt das von der Empfangsantenne EA empfangene Funksignal FS entgegen und wandelt es in üblicher Weise durch Heruntermischen in ein analo-

ges Empfangssignal um. Das analoge Empfangssignal wird von einem Analog/Digital-(A/D)-Umsetzer mit einer ausreichend hohen Abtastrate digitalisiert und gegebenenfalls mittels eines nachgeschalteten, digitalen Filters (nicht dargestellt) Bandbreiten-begrenzt.

Das digitale (ggf. Bandbreiten-begrenzte) Eingangsdatensignal wird sowohl einem Datendetektor DD als auch einem ersten Kanalschätzer KS1 zugeführt.

10

Die Aufgabe des ersten Kanalschätzers KS1 besteht darin, fortlaufend erste Kanalparameter h_1, h_2, \dots zu ermitteln, die die aktuellen Übertragungseigenschaften des Funkkanals charakterisieren.

15

Die ersten Kanalparameter h_1, h_2, \dots des Funkkanals können beispielsweise Parameter sein, die den funktionalen Verlauf der Kanalimpulsantwort h (d.h. die Antwort des Funkkanals zur Zeit t auf einem zur Zeit $(t - \tau)$ in den Kanal eingespeisten Dirac-Impuls) beschreiben.

20

Die Kanalschätzung in KS1 kann fortlaufend (anhand eines neben dem Funksignal FS ständig empfangenen Pilotsignals) oder zu bestimmten Zeitpunkten (anhand von eigens für die Kanalschätzung in das Funksignal FS eingebauten, dem Kanalschätzer bekannten Trainingssequenzen) durchgeführt werden.

25

Der Datendetektor DD berechnet aus dem ("gestörten") digitalen Eingangsdatensignal mit Hilfe der ersten Kanalparameter h_1, h_2, \dots das entzerrte Datensignal \hat{D} in Form einer Folge von Elementen $(\hat{d}_1, \hat{d}_2, \dots)$. Die Elemente \hat{d}_n können entweder die diskreten Werte des Symbolvorrats der codierten Folge D umfassen (beispielsweise 0, 1) oder können wertekontinuierliche Schätzwerte (beispielsweise aus dem Intervall $[0, 1]$) für diese sein.

30

35

Der erste Kanalschätzer KS1 und der Datendetektor DD bilden zusammen einen Entzerrer.

Aufgrund der im folgenden zu erläuternden erfindungsgemäßen
5 Zweit- oder Nachschätzung von Kanalparametern kann in dem
Entzerrer ein vergleichsweise einfacher, suboptimaler Daten-
detektor DD zum Einsatz kommen. Beispielsweise kann der Da-
tendetektor ein linearer Zero-Forcing-Blockentzerrer (ZF-BLE)
oder ein linearer Minimum-Mean-Square-Error-Blockentzerrer
10 (MMSE-BLE) sein. Diese beiden Datendetektoren DD erzielen
anders als nichtlineare Datendetektoren DD zwar kein minima-
les Bit-Fehlerverhältnis, weisen jedoch den Vorteil auf, daß
der ihnen zugrundeliegende Rechenalgorithmus sehr aufwands-
günstig (d.h. schnell) durchführbar ist.

15 Die einem ZF-BLE und einem MMSE-BLE zugrundeliegenden Re-
chenalgorithmen sind in dem Buch „Analyse und Entwurf digita-
ler Mobilfunksysteme“ von P. Jung, Stuttgart, B.G. Teubner,
1997 in dem Kapitel 5.3 auf den Seiten 206 bis 224, insbeson-
20 dere Kapitel 5.3.4 (Seiten 221 bis 224) detailliert erläu-
tert. Sie werden hiermit durch Bezugnahme Gegenstand der
vorliegenden Schrift.

Fig. 4 zeigt ein Blockschaltbild der in Fig. 1 dargestellten
25 Decodiereinrichtung DECOD. Die Decodiereinrichtung DECOD um-
faßt einen zweiten Kanalschätzer KS2, einen Demultiplexer
DMUX1 sowie einen Decodierer, der im vorliegenden Beispiel
(und unter der Voraussetzung, daß der sendeseitige Codierer
COD ein Turbo-Codierer ist) als Turbo-Decodierer TDEC ausge-
30 führt ist.

Sowohl dem zweiten Kanalschätzer KS2 als auch dem Demultiple-
xer DMUX1 wird das entzerrte Datensignal (Datenfolge \hat{D}) zu-
geführt. Der Demultiplexer DMUX1 teilt die Datenfolge \hat{D} in
35 ihren entzerrten systematischen Anteil (Datenfolge \hat{X}) und
ihren entzerrten Redundanzanteil (Redundanzfolge \hat{Y}) auf.

In dem hier betrachteten Falle der Verwendung eines Turbo-Codierers für COD liegen der entzerrten Redundanzfolge \hat{Y} die beiden senderseitig generierten, alternierenden punktierten Redundanz-Teilfolgen Y_1, Y_2 zugrunde, d.h. $\hat{D} = (\hat{x}_1, \hat{y}_{11}, \hat{x}_2, \hat{y}_{22}, \hat{x}_3, \hat{y}_{13}, \hat{x}_4, \hat{y}_{24}, \dots)$.

Im folgenden wird ein in dem zweiten Kanalschätzer KS2 vorzugsweise verwendeter Algorithmus zur Berechnung von zweiten Kanalparametern beschrieben. Dieser Algorithmus wird als Verfahren der Momente (Method-of-moments) bezeichnet.

Der Einfluß des Funkkanals auf das übertragene fehlerschutz-codierte Datensignal kann in einem vereinfachten Modell des Funkkanals in folgender Weise geschrieben werden:

$$\hat{d}_n = \mu \cdot d_n + n_n \quad \text{Gl. 1}$$

Dabei ist μ der Dämpfungsfaktor des Funkkanals und n_n repräsentiert einen Störbeitrag aufgrund Kanalrauschens.

Unter der Annahme, daß die von dem Sender S erzeugten fehlerschutzcodierten Datensymbole d_1, d_2, \dots Realisierungen eines gleichverteilten Zufallsprozesses sind, ergibt sich für diesen Prozeß eine Wahrscheinlichkeitsdichte gemäß

$$w(\mu \cdot d_n) = \frac{1}{2} \delta(d_n - \mu) + \frac{1}{2} \delta(d_n + \mu) \quad \text{Gl. 2}$$

wobei δ die Dirac-Delta-Distribution bezeichnet.

Unter der Modellannahme eines weißen Kanalrauschens mit einer Varianz σ^2 ist das Leistungsdichtespektrum des Rauschens durch

$$p(n_n) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma^2}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} n_n^2\right) \quad \text{Gl. 3}$$

gegeben. Folglich ist die Leistungsdichte des empfangenen (entzerrten) Datensignals \hat{D} durch den folgenden Ausdruck bestimmt:

$$\begin{aligned}
 p(\hat{d}_n) &= w(\mu \cdot d_n) * p(n_n) \\
 5 \quad &= \frac{1}{\sqrt{8 \cdot \pi \cdot \sigma^2}} \left\{ \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} (\hat{d}_n - \mu)^2\right) + \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} (\hat{d}_n + \mu)^2\right) \right\}
 \end{aligned}$$

Gl. 4

Dabei bezeichnet * das Faltungsprodukt.

- 10 Das zweite statistische Moment M_2 der Leistungsdichteverteilung kann geschrieben werden als

$$M_2 = E\{\hat{d}_n^2\} = \int_{-\infty}^{\infty} (\hat{d}_n)^2 p(\hat{d}_n) d\hat{d}_n = \mu^2 + \sigma^2$$

Gl. 5

- 15 wobei $E\{\}$ den Erwartungswert über eine vorgegebene Anzahl von Elementen (d.h. Realisierungen) der im Klammerausdruck stehenden Zufallsgröße bezeichnet.

- 20 Das vierte statistische Moment M_4 ergibt sich mit Gleichung 5 zu

$$M_4 = E\{\hat{d}_n^4\} = \int_{-\infty}^{\infty} (\hat{d}_n)^4 p(\hat{d}_n) d\hat{d}_n = \mu^4 + 6\mu^2\sigma^2 + 3\sigma^4$$

Gl. 6

- 25 Die von KS2 geschätzten Kanalparameter $\hat{\mu}$ und $\hat{\sigma}^2$ können dann aus dem entzerrten Datensignal \hat{D} gemäß den folgenden Gleichungen

$$\hat{\mu} = \sqrt[4]{\frac{3M_2^2 - M_4}{2}} = \sqrt[4]{\frac{3E\{\hat{d}_n^2\}^2 - E\{\hat{d}_n^4\}}{2}}$$

Gl. 7.1

$$\hat{\sigma}^2 = M_2 - \sqrt{\frac{3M_2^2 - M_4}{2}} = E\{\hat{d}_n^2\} - \sqrt{\frac{3E\{\hat{d}_n^2\}^2 - E\{\hat{d}_n^4\}}{2}} \quad \text{Gl. 7.2}$$

berechnet werden.

- 5 Fig. 5 zeigt den in Fig. 4 dargestellten Turbo-Decodierer TDEC im Detail.

Der Turbo-Decodierer TDEC umfaßt einen Demultiplexer DMUX2, einen Speicher MEM, einen ersten und zweiten Faltungsdecodierer DEC1 und DEC2, einen Verschachteler IL, einen ersten und
 10 einen zweiten Entschachteler DIL1 und DIL2 sowie eine Entscheidungslogik TL.

Von dem Demultiplexer DMUX1 werden dem Turbo-Decodierer TDEC
 15 die entzerrte systematische Datenfolge \hat{X} (detektierte Version der Eingabefolge $U (= X)$) und die entzerrte Redundanzfolge \hat{Y} (detektierte Version der in einem Turbo-Codierer von zwei rekursiven systematischen Codierern RSC erzeugten, punktierten Redundanz-Teilfolgen $Y1, Y2$) zugeführt. Der Demultiplexer DMUX2 spaltet die entzerrte Redundanzfolge \hat{Y} in die beiden
 20 entzerrten Redundanz-Teilfolgen $\hat{Y}1$ und $\hat{Y}2$ auf.

Der erste Decodierer DEC1 berechnet aus \hat{X} und $\hat{Y}1$ und einer Rückkopplungsfolge Z unter Verwendung der geschätzten zweiten
 25 Kanalparameter $\hat{\mu}$ und $\hat{\sigma}^2$ eine (Folge von) Zuverlässigkeitsinformation $\Lambda1$. Bei jedem Element $\Lambda1(u_n)$ der Folge $\Lambda1$ handelt es sich um einen wertekontinuierlichen Schätzwert für ein Symbol (Bit) u_1, u_2, \dots der Eingabefolge U .

30 Die Zuverlässigkeitsinformation $\Lambda1$ wird von dem Verschachteler IL verschachtelt und als verschachtelte Zuverlässigkeitsinformation $\Lambda1_I$ dem zweiten Faltungsdecodierer DEC2 zugeführt. Der zweite Faltungsdecodierer DEC2 berechnet aus der verschachtelten Zuverlässigkeitsinformation $\Lambda1_I$ und $\hat{Y}2$
 35 unter Verwendung der zweiten (geschätzten) Kanalparameter $\hat{\mu}$

und $\hat{\sigma}^2$ eine verschachtelte Rückkopplungsfolge Z_I und eine verschachtelte Folge Λ_{2I} .

Die verschachtelte Rückkopplungsfolge Z_I wird von dem ersten Entschachteler DIL1 entschachtelt und ergibt die Rückkopplungsfolge Z . Die Elemente $\Lambda_{2I}(u_n)$ der Folge Λ_{2I} sind wertekontinuierliche a-posteriori-Wahrscheinlichkeitsverhältnisse (LLRs: Log-Likelihood-Ratios) für die uncodierten Datensymbole u_1 bis u_N der Eingangsfolge U :

10

$$\Lambda_{2I}(u_n) = \log \left\{ \frac{P(u_n = 1 | \hat{X})}{P(u_n = 0 | \hat{X})} \right\} \quad \text{Gl. 8}$$

Dabei bezeichnet $P(u_n = 1 | \hat{X})$ bzw. $P(u_n = 0 | \hat{X})$ die bedingten Wahrscheinlichkeiten dafür, daß das Symbol u_n gleich 1 bzw. gleich 0 ist unter der Bedingung, daß die entzerrte systematische Datenfolge \hat{X} detektiert wurde.

Diese bedingten Wahrscheinlichkeiten sind "Wahrscheinlichkeiten a-posteriori", da von einem eingetretenen Ereignis (der detektierten Folge \hat{X}) auf die Wahrscheinlichkeiten der diesem Ereignis zugrundeliegenden, uncodierten u_1 bis u_N rückgeschlossen wird.

Die Folge Λ_{2I} wird von dem zweiten Entschachteler DIL2 entschachtelt und als entschachtelte Folge Λ_2 der Entscheidungslogik TL zugeführt. Die Entscheidungslogik TL bestimmt für jedes Element der Folge Λ_2 mit einem Wert ≤ 0 ein rekonstruiertes Symbol $\hat{u}_n = 0$ und für jedes Element von Λ_2 mit einem Wert > 0 ein rekonstruiertes Bit $\hat{u}_n = 1$.

30

Die ersten und zweiten Faltungsdecodierer DEC1 bzw. DEC2 können in Form von MAP-Symbolschätzern realisiert sein. MAP-Symbolschätzer weisen den Vorteil auf, daß sie das geringstmögliche Bit-Fehlerverhältnis erzielen. Es können jedoch auch suboptimale Faltungsdecodierer DEC1, DEC2 verwendet wer-

35

den, die bei einer vertretbaren Erhöhung des Bit-Fehlerverhältnisses einen deutlich geringeren Rechenaufwand erfordern.

Im folgenden wird erläutert, wie bei der erfindungsgemäßen
 5 "adaptiven" Decodierung die zweiten Kanalparameter $\hat{\mu}$ und $\hat{\sigma}^2$
 in die Berechnung des decodierten Ausgabesignals \hat{U} miteinbe-
 zogen werden. Die Erläuterungen beziehen sich dabei auf die
 Verwendung von MAP-Symbolschätzern als Faltungsdecodierer
 DEC1 bzw. DEC2. Eine detaillierte Beschreibung des der MAP-
 10 Symbolschätzung zugrundeliegenden Rechenalgorithmus ist in
 dem Kapitel E.3.3 "Rekursive MAP-Symbolschätzung" des genann-
 ten Buchs von P. Jung auf den Seiten 353 bis 361 angegeben.
 Der dort angegebene Rechenalgorithmus wird hiermit durch Be-
 zugnahme Gegenstand der vorliegenden Schrift.

15 Dem in Bezug genommenen Kapitel E.3.3 ist zu entnehmen, daß
 ein wichtiger Rechenschritt bei der Decodierung mittels MAP-
 Symbolschätzern die Berechnung von Metriken $\gamma_n^{iu}(R_n, m'_T, m_T)$
 gemäß Gleichung E.40 dieses Kapitels betrifft. Dabei be-
 20 zeichnet R_n ein Wertetripel (x_n, y_n, z_n) von systematischer
 Information, Redundanzinformation und Rekursionsinformation
 gemäß Gleichung E.31 des vorbezeichneten Kapitels, und m'_T
 und m_T bezeichnen zwei unterschiedliche Zustände des sender-
 seitigen Faltungscodierers RSC in einem Trellis-Diagramm (der
 25 Faltungscodierer RSC kann als endlicher Automat aufgefaßt
 werden und seine Zustände können bekanntermaßen mit einem
 Trellis-Diagramm beschrieben werden).

Nach Gleichung E.51 des Kapitels E.3.3 geht in die Berechnung
 30 der Metriken $\gamma_n^{iu}(R_n, m'_T, m_T)$ die Varianz σ^2 des Kanalrauschens
 und der Dämpfungsfaktor des Funkkanals μ (in Kapitel E.3.3
 als σ_T^2 und $a_{x,n}$ bzw. $a_{y,n}$ bezeichnet) ein.

Bei der Berechnung der Metriken $\gamma_n^{iu}(R_n, m'_T, m_T)$ wurden diese
 35 Parameter bisher als Konstanten vorgegeben.

Indem diese Parameter nunmehr im Rahmen der erfindungsgemäßen Kanalnachschatzung ermittelt und sowohl dem ersten als auch dem zweiten Faltungsdecodierer DEC1, DEC2 von dem zweiten Kanalschätzer KS2 in fortlaufend aktualisierter Form zur Verfügung gestellt werden, liefert sowohl der erste als auch der zweite Faltungsdecodierer DEC1, DEC2 an seinem Ausgang an den momentanen Zustand des Funkkanals angepaßte Berechnungswerte.

Durch diese "adaptive" Decodierung wird das Bit-Fehlerverhältnis des Ausgabesignals \hat{U} der Decodiereinrichtung DECOD wesentlich verbessert. Dadurch wird eine erhöhte Übertragungsqualität bei gleichem Rechenaufwand wie bisher oder - hierzu äquivalent - ein geringerer Rechenaufwand für eine gleiche Übertragungsqualität wie bisher erreicht.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Entzerrung und Decodierung eines über einen Funkkanal übertragenen fehlerschutzcodierten Datensignals

5 (D), das die Schritte aufweist:

- Empfangen eines Funksignals (FS), das das senderseitig fehlerschutzcodierte Datensignal (D) überträgt;
- Abtasten des empfangenen Funksignals (FS) zur Erzeugung eines digitalen Eingangsdatensignals;

10 - Zuführen des digitalen Eingangsdatensignals zu einem adaptiven Entzerrer (KS1, DD), der einen ersten Kanalschätzer (KS1) aufweist, welcher wiederholt erste Kanalparameter (h_1, h_2, \dots) des Funkkanals ermittelt, und wobei der Entzerrer (KS1, DD) anhand der aktuell ermittelten ersten Kanalparameter (h_1, h_2, \dots) ein entzerrtes Datensignal (\hat{D}) berechnet und ausgibt;

15 - Decodieren des entzerrten Datensignals (\hat{D}) in einem Decodierer (TDEC) zur Ermittlung eines decodierten Ausgabesignals (\hat{U}), das eine Rekonstruktion eines dem senderseitig fehlerschutzcodierten Datensignal (D) zugrundeliegenden Eingabesignals (U) ist;

20 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,

- daß das entzerrte Datensignal (\hat{D}) einem zweiten Kanalschätzer (KS2) zugeführt wird, welcher wiederholt zweite Kanalparameter ($\hat{\mu}, \hat{\sigma}^2$) des Funkkanals ermittelt; und
- daß die zweiten Kanalparameter ($\hat{\mu}, \hat{\sigma}^2$) dem Decodierer (TDEC) zugeführt und dort als Rechenparameter bei der Decodierung zur Berechnung des Ausgabesignals (\hat{U}) verwendet werden.

30

2. Verfahren nach Anspruch 1,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,

daß die zweiten Kanalparameter die Varianz ($\hat{\sigma}^2$) des Funkkanalrauschens und den Dämpfungsfaktor ($\hat{\mu}$) des Funkkanals umfassen.

35

3. Verfahren nach Anspruch 2,

dadurch gekennzeichnet,
daß die zweiten Kanalparameter ($\hat{\mu}$, $\hat{\sigma}^2$) mittels des Verfahrens der Momente berechnet werden.

- 5 4. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
daß der Codierung und Decodierung ein Turbo-Code zugrunde liegt.
- 10 5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
daß eine lineare Entzerrung durchgeführt wird.
6. Verfahren nach Anspruch 5,
15 dadurch gekennzeichnet,
daß eine lineare ZF-BLE- oder MMSE-BLE-Entzerrung durchgeführt wird.
7. Einrichtung zur Entzerrung und Decodierung eines über einen Funkkanal übertragenen fehlerschutzcodierten Datensignals (D),
20 - mit einem ersten Kanalschätzer (KS1) umfassenden adaptiven Entzerrer (KS1, DD),
- - wobei der Entzerrer (KS1, DD) ein digitales Eingangsdatensignal, welches durch Abtastung eines empfangenen, das senderseitig fehlerschutzcodierte Datensignal (D) übertragenden Funksignals (FS) erzeugbar ist, entgegennimmt,
- - der erste Kanalschätzer (KS1) wiederholt erste Kanalparameter (h_1 , h_2 , ...) des Funkkanals ermittelt, und
25 - - der Entzerrer (KS1, DD) anhand der ermittelten ersten Kanalparameter (h_1 , h_2 , ...) ein entzerrtes Datensignal (\hat{D}) berechnet und ausgibt, und
30 - mit einem das entzerrte Datensignal (\hat{D}) entgegennehmenden Decodierer (TDEC) zur Ermittlung eines decodierten Ausgangssignals (\hat{U}), das eine Rekonstruktion eines dem senderseitig fehlerschutzcodierten Datensignal (D) zugrundeliegenden Eingabesignals (U) ist,
35

g e k e n n z e i c h n e t d u r c h

- einen zweiten Kanalschätzer (KS2), dem das entzerrte Datensignal (\hat{D}) zugeführt wird und der wiederholt zweite Kanalparameter ($\hat{\mu}$, $\hat{\sigma}^2$) des Funkkanals ermittelt, welche dem Decodierer (TDEC) zur Berechnung des Ausgangsignals (\hat{U}) zugeleitet werden.

8. Einrichtung nach Anspruch 7,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,
10 daß der zweite Kanalschätzer (KS2) die Varianz ($\hat{\sigma}^2$) des Funkkanalrauschens und den Dämpfungsfaktor ($\hat{\mu}$) des Funkkanals schätzt.

9. Einrichtung nach einem der Ansprüche 7 oder 8,
15 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,
daß der zweite Kanalschätzer (KS2) nach dem Algorithmus des Verfahrens der Momente arbeitet.

10. Einrichtung nach einem der Ansprüche 7 bis 9,
20 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,
daß der Decodierer (TDEC) ein Turbodecodierer ist.

11. Einrichtung nach einem der Ansprüche 7 bis 10,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,
25 daß der Entzerrer (KS1, DD) ein linearer Entzerrer ist.

12. Einrichtung nach Anspruch 11,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,
daß der Entzerrer (KS1, DD) ein linearer ZF-BLE oder MMSE-BLE
30 ist.

Zusammenfassung

Verfahren und Einrichtung zur Entzerrung und Decodierung eines Datensignals

5

Bei einem Verfahren zur Entzerrung und Decodierung eines über einen Funkkanal übertragenen fehlerschutzcodierten Datensignals wird empfängerseitig in einem Demodulator mit einem ersten Kanalschätzer ein entzerrtes Datensignal (\hat{D}) berechnet.

10

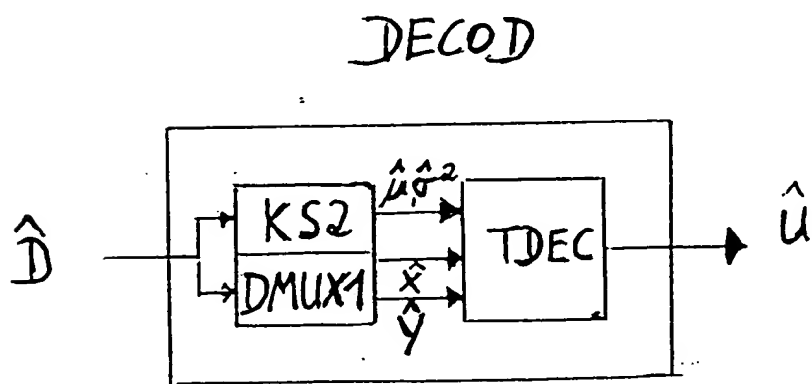
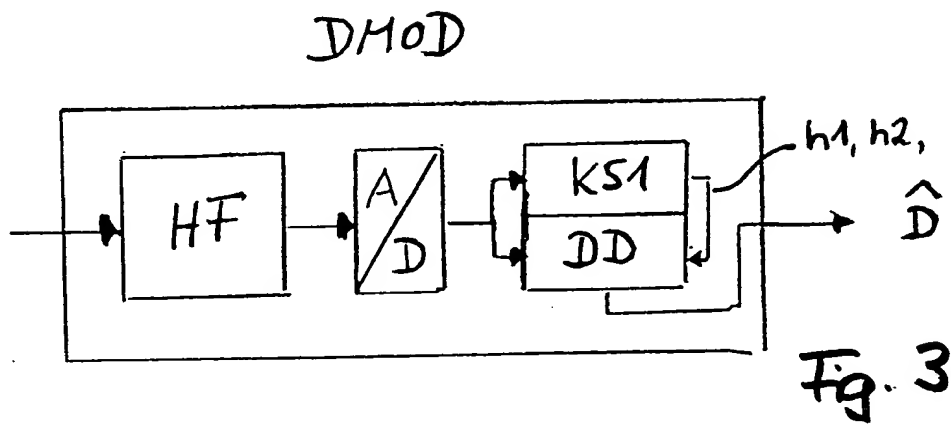
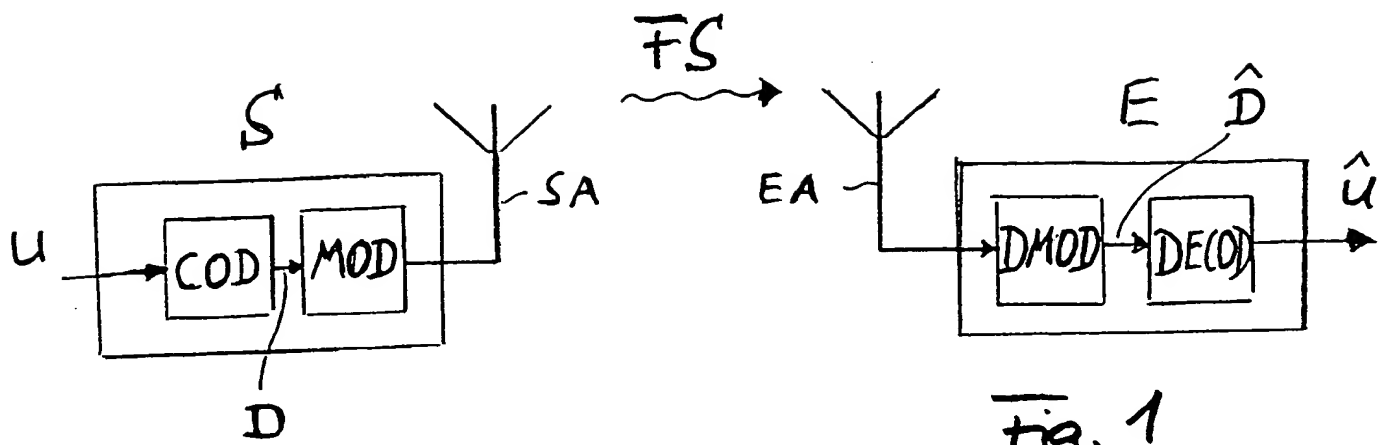
Das entzerrte Datensignal (\hat{D}) wird von einem Decodierer (TDEC) zur Ermittlung eines decodierten Ausgabesignals (\hat{U}) decodiert. Dabei wird das entzerrte Datensignal (\hat{D}) einem zweiten Kanalschätzer (KS2) zugeführt, welcher wiederholt zweite Kanalparameter ($\hat{\mu}, \hat{\sigma}^2$) des Funkkanals ermittelt. Diese

15

werden dem Decodierer (TDEC) zugeführt und dort als Rechenparameter bei der Decodierung verwendet.

(Fig. 4)

1/2



212

TDEC

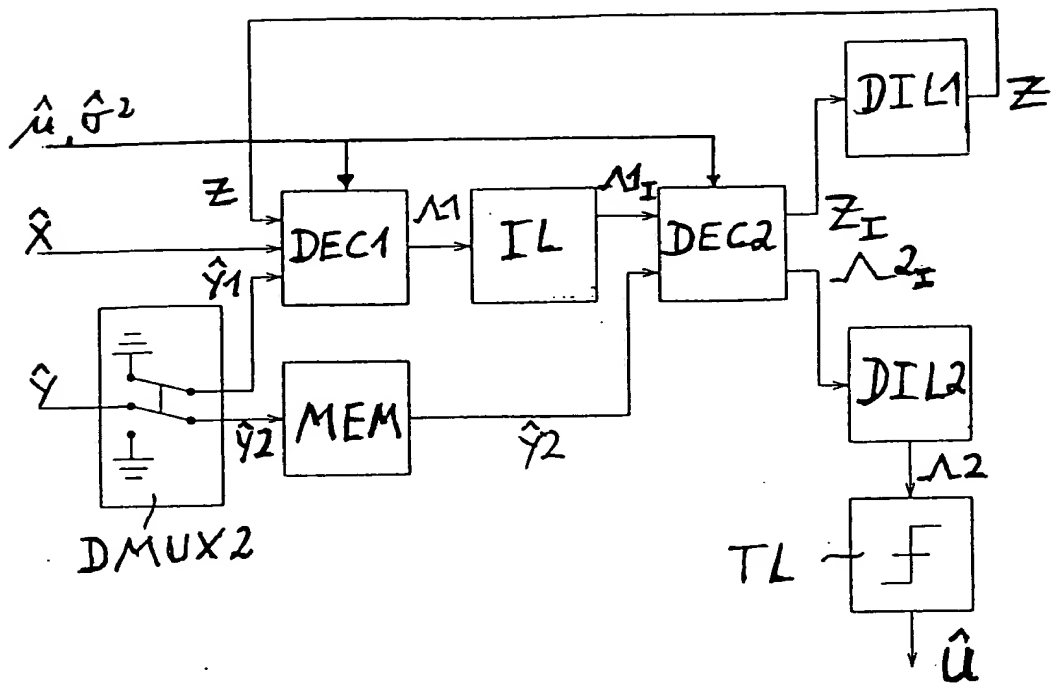


Fig. 5

RSC

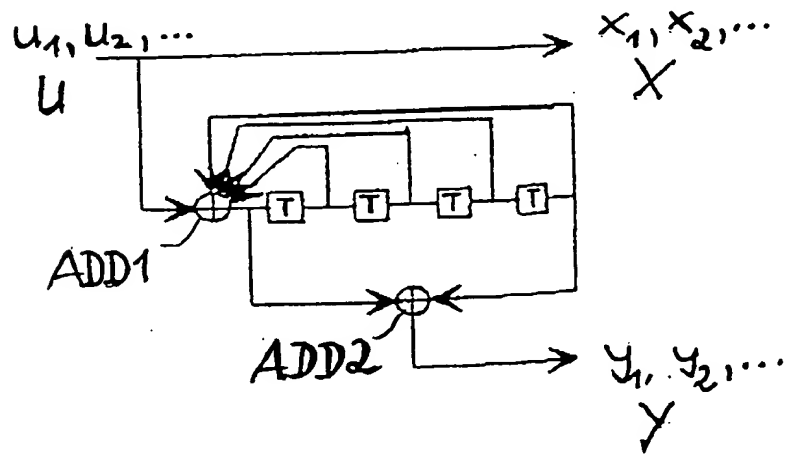


Fig. 2